

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-261005

(43)Date of publication of application : 03.10.1997

(51)Int.Cl.

H03H 17/02

H03H 17/02

H03H 17/06

(21)Application number : 08-066239

(71)Applicant : NEC CORP

(22)Date of filing : 22.03.1996

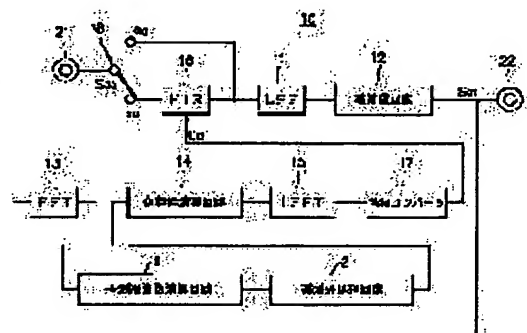
(72)Inventor : SASAKI TAKASHI

(54) LINEAR DISTORTION COMPENSATION CIRCUIT AND LINEAR DISTORTION COMPENSATING METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a linear distortion compensation circuit and a linear distortion compensation method to compensate a circuit with a band limit of which compensation band is unknown or unstable.

SOLUTION: A filter coefficient C0 of a finite impulse response(FIR) filter 16 is revised depending on distortion of an output signal S01 via an LPF 11 and a compensated circuit 12 at any time. This procedure is conducted by throwing a switch 18 to the position of a contact a0. An FET 13 converts the digital signal S01 from a time component into a frequency component, a predication frequency arithmetic circuit 1 operates an upper limit frequency of a compensated band of the frequency component, and an out-band processing circuit 2 predicts a frequency characteristic at the outside of the compensation band. An inverse characteristic arithmetic circuit 14, an IFFT 15 and a coefficient converter 17 calculate the filter coefficient C0 based on the operated frequency characteristic.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 22.03.1996

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 17.08.1999

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-261005

(43) 公開日 平成9年(1997)10月3日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 3 H 17/02	6 0 1	9274-5 J	H 0 3 H 17/02	6 0 1 C
	6 3 5	9274-5 J		6 3 5 B
17/06	6 3 5	9274-5 J	17/06	6 3 5 B

審査請求 有 請求項の数 3 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平8-66239

(22) 出願日 平成8年(1996)3月22日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 佐々木 隆

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

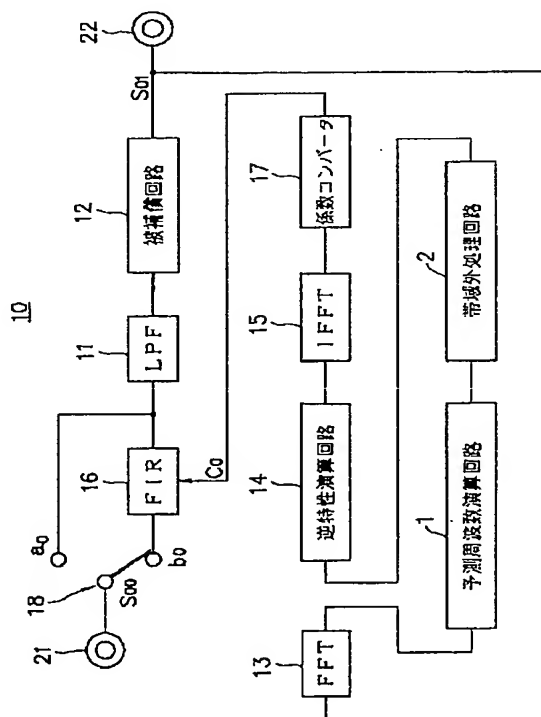
(74) 代理人 弁理士 丸山 隆夫

(54) 【発明の名称】 線形歪み補償回路および線形歪み補償方法

(57) 【要約】

【課題】 補償帯域が未知あるいは不安定な帯域制限付回路を補償する、線形歪み補償回路および線形歪み補償方法を得る。

【解決手段】 フィルタ係数 C_0 を制御可能な有効時間インパルス応答フィルタ (FIR) 16 のフィルタ係数を随時、LPF 11 および被補償回路 12 を介した出力信号 S_{01} の歪み量に応じて変更させる。この手順は、スイッチ 18 を接点 a_0 として行う。デジタル信号 S_{01} を FFT 13 が時間成分から周波数成分に変換し、予測周波数演算回路 14 が周波数成分の補償帯域の上限周波数を演算し、帯域外処理回路 2 が補償帯域外の周波数特性を予測する。演算された周波数特性に基づき逆特性演算回路 14、IFFT 15 および係数コンバータ 17 によりフィルタ係数 C_0 が算出される。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 フィルタ係数を制御可能な有効時間インパルス応答フィルタと、
デジタル信号を時間成分から周波数成分に変換するフーリエ変換回路と、
前記周波数成分の補償帯域の上限周波数を演算する予測周波数演算回路とを有し、
前記演算された上限周波数に基づき前記有効時間インパルス応答フィルタのフィルタ係数を制御することにより、前記デジタル信号を出力する所定の信号処理回路により生じる線形歪みを補償することを特徴とする線形歪み補償回路。

【請求項 2】 前記予測演算回路による演算は、下記の式を満たす最小の周波数を求めることであることを特徴とする請求項 1 記載の線形歪み補償回路。

$$\Delta g_e < (g_i - g_{i-1})$$

但し、 g_i は周波数 f_i のときのゲイン、 Δg_e は任意の定数である。

【請求項 3】 フィルタ係数を制御可能な有効時間インパルス応答フィルタ工程と、
デジタル信号を時間成分から周波数成分に変換するフーリエ変換工程と、
前記周波数成分の補償帯域の上限周波数を演算する予測周波数演算工程とを有し、
前記演算された上限周波数に基づき前記有効時間インパルス応答フィルタ工程のフィルタ係数を制御することにより、前記デジタル信号を出力する所定の信号処理回路により生じる線形歪みを補償することを特徴とする線形歪み補償方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、振幅及び位相特性の線形歪みを補償する線形歪み補償回路および線形歪み補償方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、線形歪み補償回路は、一般的に図 3 に示すような構成とされている。本従来例の線形歪み補償回路 50 は、被補償回路 12 に設けられたローパスフィルタ（以降、LPF とも言う）11 と、被補償回路 12 から出力される線形歪みを有するデジタル信号 S11 を時間成分から周波数成分に変換する高速フーリエ変換回路（以降、FFT 回路とも言う）13 と、この FFT 回路 13 の周波数成分の補償帯域以外の周波数特性を予測する帯域外処理回路 2 と、帯域外処理回路 2 からの信号の周波数特性の逆特性を演算する逆特性演算回路 14 と、逆特性演算回路 14 からの信号の周波数成分を時間成分に変換する逆高速フーリエ変換回路（以降、IFFT 回路とも言う）15 と、IFFT 回路 15 からの信号の時間成分から出力するフィルタ係数を正規化し記憶する係数コンバータ 17 と、係数コンバータ 17 から出

力されるフィルタ係数を用いてローパスフィルタ 11 と被補償回路 12 とを補償する有効時間インパルス応答フィルタ（以降、FIR フィルタとも言う）16 と、被補償回路 12 の補償の有無の切り替えをするスイッチ 18 とを有して構成される。尚、この様に構成される線形歪み補償回路 50 は、入力端子 21 と出力端子 22 とを有している。

【0003】上記構成の線形歪み補償回路 50 において、通常はスイッチ 18 を接点 b1 側とし、演算されたフィルタ係数 C1 を FIR フィルタ 16 に加えることによって、ローパスフィルタ 11 と被補償回路 12 とを補償している。

【0004】フィルタ係数 C1 を演算するには、スイッチ 18 を接点 a1 側として、ローパスフィルタ 11 と、被補償回路 12 とによる線形歪み信号 S11 を、FFT 回路 13 に戻して時間成分から周波数成分に変換し、帯域外処理回路 2 で、補償帯域外での急峻な周波数特性を滑らかにし、その逆特性を逆特性演算回路 14 で演算し、IFFT 回路 15 で周波数成分から時間成分に変換し、係数コンバータ 17 でフィルタ係数 C1 を正規化している。

【0005】この線形歪み補償回路の中の帯域外処理回路 2 がない場合、ローパスフィルタ 11 と被補償回路 12 とによる周波数特性の逆特性を、そのまま FIR フィルタ 16 の係数に変換してしまう。よって、補償対象外である帯域外の急峻な特性まで補償することになり、FIR フィルタ 16 のタップ数が少ないと、急峻な特性を正確に補償することができなくなり、補償対象である帯域内の特性にまで影響が出てしまう。これを防ぐために、帯域外処理回路 2 を入れ、補償帯域外での急峻な周波数特性を滑らかにしている。

【0006】本発明と技術分野が類似する他の従来技術例として、特開平 1-319319 号の「可変周波数帯域フィルタ」がある。本従来例は、「トランスデマルチプレクサによる FDM 分波回路と周波数帯域幅選択用のスイッチ回路により透過周波数帯域幅及び周波数特性を自由に選択可能である。」としている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記の従来例における帯域外処理回路 2 は、補償帯域が既知という前提のもとで補償帯域の上限近傍の周波数特性の傾きを演算している。このために、ローパスフィルタ 11 の帯域特性が不安定だと、補償帯域外での急峻な周波数特性を滑らかにすることができなくなる。この結果は、補償対象である帯域内の特性にも影響する。よって、ローパスフィルタ 11 の帯域特性が不安定だと、帯域外処理回路 2 による効果が半減してしまう問題を伴う。

【0008】本発明は、補償帯域が未知あるいは不安定な帯域制限付回路を補償する、線形歪み補償回路および線形歪み補償方法を提供することを目的とする。

【0009】

【課題を解決するための手段】かかる目的を達成するため、請求項1記載の発明の線形歪み補償回路は、フィルタ係数を制御可能な有効時間インパルス応答フィルタと、デジタル信号を時間成分から周波数成分に変換するフーリエ変換回路と、周波数成分の補償帯域の上限周波数を演算する予測周波数演算回路とを有し、演算された上限周波数に基づき有効時間インパルス応答フィルタのフィルタ係数を制御することにより、デジタル信号を出力する所定の信号処理回路により生じる線形歪みを補償することを特徴としている。

【0010】また、上記の予測演算回路による演算は、下記の式を満たす最小の周波数を求めることとするとい。

$$\Delta g_e < (g_i - g_{i-1})$$

但し、 g_i は周波数 f_i のときのゲイン、 Δg_e は任意の定数である。

【0011】請求項3記載の線形歪み補償方法は、フィルタ係数を制御可能な有効時間インパルス応答フィルタ工程と、デジタル信号を時間成分から周波数成分に変換するフーリエ変換工程と、周波数成分の補償帯域の上限周波数を演算する予測周波数演算工程とを有し、演算された上限周波数に基づき有効時間インパルス応答フィルタ工程のフィルタ係数を制御することにより、デジタル信号を出力する所定の信号処理回路により生じる線形歪みを補償することを特徴としている。

【0012】

【発明の実施の形態】次に添付図面を参照して本発明による線形歪み補償回路および線形歪み補償方法の実施の形態を詳細に説明する。図1および図2を参照すると本発明の線形歪み補償回路および線形歪み補償方法の一実施形態が示されている。図1は、本実施形態の線形歪み補償回路の一構成例を示すブロック図である。また、図2は、ローパスフィルタ及び被補償回路による周波数特性例を示した図である。

【0013】図1において、本実施形態の線形歪み補償回路10は、入力端子21と出力端子22間に、ライン切換え用のスイッチ18と補償回路部とフィルタ係数演算部とが接続されて構成される。

【0014】一方の補償回路部は、有効時間インパルス応答フィルタ(FIR)16、ローパスフィルタ(LPF)11、被補償回路12が直列接続されて構成される。

【0015】また他方のフィルタ係数演算回路部は、FFT回路13、予測周波数演算回路1、帯域外処理回路2、逆特性演算回路14、IFFT回路15、係数コンバータ17の直列接続により構成され、出力端子22とFIR16の制御入力端子との間へ接続されている。

【0016】一方の補償回路部を構成するFIR16は、フィルタ係数を可変とする有効時間インパルス応答

フィルタである。このフィルタ係数は、係数コンバータ17からFIR16の制御端子へ、フィルタ係数演算回路部により演算されたフィルタ係数C0として入力される。入力されたフィルタ係数C0に基づき、ローパスフィルタ11と被補償回路12とにより生じる線形歪みを補償する。

【0017】また他方のフィルタ係数演算回路部は、被補償回路12から出力端子22へ出力されるデジタル信号S01から線形歪み量を算出しフィルタ係数C0として出力する。この演算は、補償回路部のスイッチ18を接点a0側とし、FIR16を介さない非補正状態のデジタル信号S01に基づき実行する。

【0018】FFT回路13は、被補償回路12から出力される線形歪みを有するデジタル信号S01を、時間成分から周波数成分に変換する回路である。

【0019】予測周波数演算回路1は、FFT回路13により変換された信号の周波数成分から、急峻に落ち込んでいる周波数を演算する演算回路である。帯域外処理回路2は、予測周波数演算回路1によって演算された周波数を基に補償帯域外の周波数成分を予測する回路である。

【0020】逆特性演算回路14は、帯域外処理回路2により予測された周波数成分の逆特性を求める演算回路である。IFFT回路15は、逆特性演算回路14により求められた周波数成分を時間成分に変換する回路である。

【0021】係数コンバータ17は、IFFT15により時間成分からフィルタ係数を正規化し記憶する。係数コンバータ17が記憶保持するフィルタ係数C0は、FIR16の制御端子へ出力される。

【0022】次に、動作について説明する。通常は、スイッチ18を接点b0側にし、演算されたフィルタ係数C0をFIR16に加えることによって、ローパスフィルタ11と、被補償回路12とを補償している。フィルタ係数C0を演算するには、スイッチ18を接点a0側にし、ローパスフィルタ11と被補償回路12によるデジタル信号であり線形歪みを含む信号S01を、FFT回路13に戻して時間成分から周波数成分に変換する。

【0023】この信号を直接逆特性演算回路14に入れて逆特性を演算すると、ローパスフィルタ11の急峻な帯域特性をそのまま演算してしまうので、FIR16のタップ数が多くないと、補償帯域外だけでなく、帯域内にもリップルが発生してしまう。

【0024】そこで、FFT回路13と逆特性演算回路14との間に、帯域外処理回路2を追加し、既知の補償帯域の上限近傍の周波数特性の傾きを演算し、この傾きから補償帯域外の急峻な周波数特性を修正する。

【0025】しかし、補償帯域、すなわちローパスフィルタ11の帯域特性が未知、あるいは不安定な場合、帯域外処理回路2による補償帯域外の周波数特性の予測に

よる効果が軽減されてしまう。この理由を図 2 に基づき説明する。

【0026】図 2 はローパスフィルタ 11 及び被補償回路 12 による周波数特性の一例であり、図中の黒丸は FFT 回路 13 による離散周波数特性を示している。周波数 $0 \sim f_n$ までは基準の補償帯域とし、帯域外処理回路 2 の補償帯域の上限が周波数 f_n と固定されていると以下の問題が生じる。つまり、ローパスフィルタ 11 の帯域特性が不安定、すなわち帯域の上限が周波数 f_{n-1} や f_{n+1} になると、周波数 f_n 近傍の周波数特性の傾きも不安定となり、最適な傾きが求まらなくなってしまう。もしこの傾きが急峻に求まってしまうと、帯域外処理回路 2 による補償帯域外の周波数特性の予測も無意味なものになってしまう。

【0027】そこで、本実施形態においては、図 1 に示すように、予測周波数演算回路 1 を FFT 回路 13 と帯域外処理回路 2 との間に追加している。この予測周波数演算回路 1 の動作目的は、帯域外処理回路 2 に、補償帯域の上限周波数 f_n を伝えることである。この関係は、下記の式 (1) の条件を満たす最小の周波数を見つけ出すことで得られる。

$$\Delta g_e < (g_i - g_{i-1}) \quad \dots\dots (1)$$

【0029】ここで、 g_i は周波数 f_i のときのゲイン、 Δg_e は任意の定数である。動作としては、(1) 式でまず $i=1$ のときの基本周波数間 (f_1 と f_0) のゲイン差 $\Delta g_{1,0}$ を演算し、 Δg_e より大きければ終了、小さければ i を 1 ずつ増やして同様の動作を繰り返す。

【0030】この動作が終了した時点での周波数 f_n を帯域外処理回路 2 に伝えることにより、帯域外処理回路 2 は、ローパスフィルタ 11 の特性が不安定でも最適な補償帯域外の周波数特性の予測が可能となる。帯域外処理回路 2 を通った信号により、逆特性演算回路 14 で逆特性を演算し、IFFT 回路 15 で周波数成分から時間成分に変換し、係数コンバータ 17 で時間成分のフィルタ係数を正規化し出力するとともに記憶させる。

【0031】よって、上記実施形態の線形歪み補償回路および線形歪み補償方法によれば、ローパスフィルタ 11 の帯域特性が不安定でも、帯域外処理回路 2 による補償帯域外の周波数特性の予測が可能となる。この予測値

を用いてフィルタの特性を変化させることにより、振幅及び位相特性の線形歪みを補償することができるようになる。

【0032】尚、上述の実施形態は本発明の好適な実施の一例ではあるがこれに限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲において種々変形実施可能である。

【0033】

【発明の効果】以上の説明より明らかなように、本発明の線形歪み補償回路および線形歪み補償方法は、デジタル信号を時間成分から周波数成分に変換し、変換した周波数成分の補償帯域の上限周波数を演算し、演算した周波数に基づき有効時間インパルス応答フィルタのフィルタ係数を制御する。この演算により有効時間インパルス応答フィルタのフィルタ係数を制御し、デジタル信号を出力する所定の信号処理回路により生じる振幅及び位相特性等の線形歪みを、より確実に補償することが可能となる。例えば、信号処理回路に含まれるローパスフィルタの帯域特性が不安定でも、変動する周波数特性の予測が可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の線形歪み補償回路の実施形態の回路構成例を示すブロック図である。

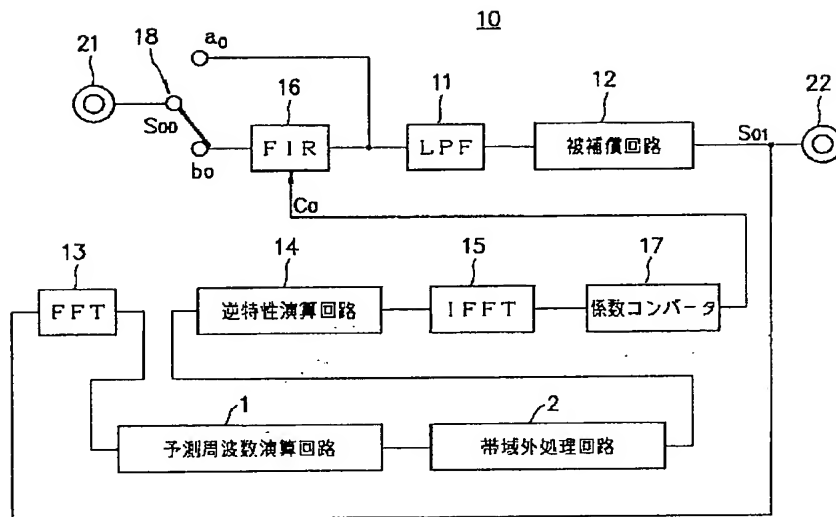
【図 2】図 1 のローパスフィルタ及び被補償回路による周波数特性を示す図である。

【図 3】従来の線形歪み補償回路の一例を示すブロック図である。

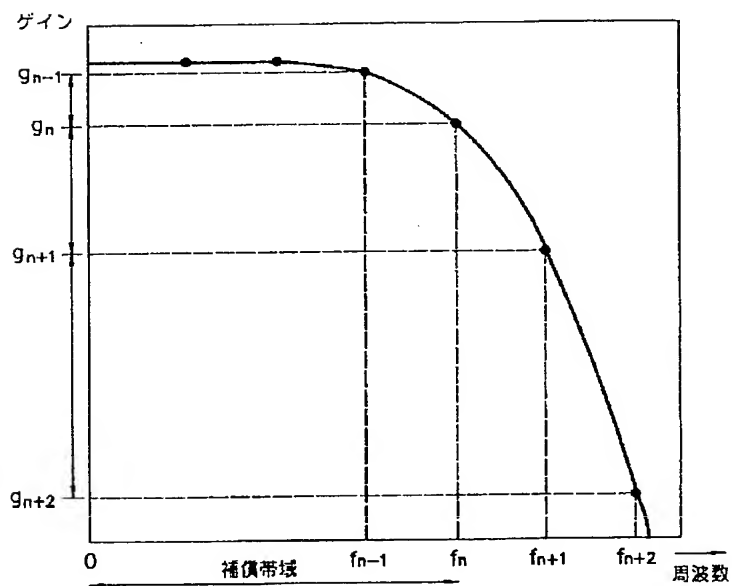
【符号の説明】

- 1 予測周波数演算回路
- 2 帯域外処理回路
- 11 ローパスフィルタ (LPF)
- 12 被補償回路
- 13 高速フーリエ変換回路 (FFT)
- 14 逆特性演算回路
- 15 逆高速フーリエ変換回路 (IFFT)
- 16 有効時間インパルス応答フィルタ (FIR)
- 17 係数コンバータ
- 18 スイッチ
- 21 デジタル信号入力端子
- 22 デジタル信号出力端子

【図1】



【図2】



【図3】

